

KOREAN PATENT ABSTRACT (KR)

Patent Laid-Open Gazette

(51) IPC Code: H04B 7/08

(11) Publication No.: P2001-0095535

(43) Publication Date: 07 November 2001

(21) Application No.: 10-2000-0018699

(22) Application Date: 10 April 2000

(71) Applicant:

Samsung Electronics Co., Ltd. (Applicant Code: 119981042713)
416 Maetan-3-dong, Youngtong-gu, Suwon-City
Kyunggi-do, Korea

(72) Inventor:

KIM, SUNG JIN
LEE, YONG SEOK

(54) Title of the Invention: Method and Apparatus for Estimating Optimum Weight of
Closed Loop Transmit Diversity for Mobile Communication

Abstract:

An optimum weight estimating apparatus and method of a mobile station for a mobile communication system in which a base station uses closed transmit diversity technology. Conventionally, all weight vectors stored in a lookup table should be applied to an optimum weight estimator to calculate receiving power, so that the amount of calculation considerably increases when there are many antennas. To overcome this problem, the weights of the lookup table are appropriately adjusted so that the variation of the differences between two adjacent vectors can be minimized. An optimum weight is obtained using the difference vector between weight vectors, thereby simplifying the calculation of receiving power. Therefore, the power loss of the mobile station can be minimized.

(19) 대한민국특허청 (KR)
(12) 공개특허공보 (A)

(51) 。 Int. Cl. 7
H04B 7/08

(11) 공개번호 특2001 - 0095535
(43) 공개일자 2001년11월07일

(21) 출원번호 10 - 2000 - 0018669
(22) 출원일자 2000년04월10일

(71) 출원인 삼성전자 주식회사
윤종용
경기 수원시 팔달구 매탄3동 416

(72) 발명자 김성진
경기도수원시팔달구영통동청명주공아파트404동1201호
이용석
경기도수원시팔달구영통동황골마을주공아파트154동1203호

(74) 대리인 이영필
조혁근
이해영

심사청구 : 없음

(54) 이동통신을 위한 페루프 전송 다이버시티의 최적 가중치탐색장치 및 방법

요약

본 발명은 기지국에서 페루프 전송 안테나 다이버시티 기술을 이용하는 이동통신 시스템의 이동단말기의 최적 가중치 탐색 장치 및 방법에 관한 것이다. 종래의 최적 가중치를 구하는 방법은 룩업테이블에 저장되어 있는 모든 가중치 벡터를 한번씩 대입하여 수신 파워를 계산해야 되기 때문에 안테나가 많은 경우에는 계산량이 크게 증가하는 문제점이 있었다. 본 특허는 룩업 테이블의 가중치를 잘 조절하여 인접 벡터간 변화량을 최소화하여 가중치 벡터간 차 벡터를 이용하여 최적의 가중치를 구하므로 수신 파워 계산을 간단하게 할 수 있다. 따라서 이동국의 파워손실을 최소화한다.

대표도
도 2

명세서

도면의 간단한 설명

도 1은 전송 안테나 다이버시티를 이용하는 이동통신 시스템의 구성도이다.

도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 최적가중치 탐색장치의 블록도이다.

도 3은 도 2의 채널 분리부의 블록도이다.

도 4는 도 2의 가중치 벡터 집합 생성부의 블록도이다.

도 5는 도 2의 가중치 벡터 결정부의 블록도이다.

도 6는 제 2도의 가중치 벡터 집합 생성부의 비 이진 그레이 부호화를 수행하는 알고리즘의 일 실시예이다.

도 7는 제 2도의 가중치 벡터 결정부의 조사표 방식 고유방법의 알고리즘의 일 실시예이다.

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 기지국(Base Station)에서 폐루프 전송 안테나 다이버시티(closed loop transmit diversity) 기술을 이용하는 이동 통신 시스템의 이동단말기(mobile station)에 관한 것으로, 특히 다중 경로 효과를 통하여 이동 단말기에서 양호한 신호를 선택하는 최적 가중치 탐색장치 및 방법에 관한 것이다.

3세대 이동 통신 시스템은 2세대 피씨에스(PCS) 이동통신 시스템보다 고속의 데이터를 전송하기 위한 표준이다. 유럽, 일본은 비동기 방식인 광대역 코드 분할 다중 접속(W-CDMA)를, 북미는 동기 방식인 다중 반송파 코드분할 다중접속(CDMA-2000) 방식을 무선 접속 규격으로 표준화하고 있다. 이동 통신 시스템은 한 기지국을 통해 여러 이동국이 교신하는 형태로 구성된다.

이동 통신 시스템에서 고속 데이터를 전송하기 위해서는 페이딩을 잘 극복해야 한다. 페이딩은 수신 신호의 진폭을 수 데시벨(dB)에서 수십 데시벨까지 감소시킨다. 페이딩을 잘 극복하기 위해서 여러 가지 다이버시티(diversity)기술이 사용된다.

코드 분할 다중접속(CDMA)방식은 채널의 지연 확산(delay spread)를 이용해 다이버시티 수신하는 레이크(Rake)를 채택하고 있다. 상기 레이크는 다중경로(multi-path)다이버시티 기술이다. 이 다이버시티 기술은 지연 확산이 작은 경우에는 동작하지 않는 단점이 있다. 인터리빙(Interleaving)과 코딩을 이용하는 시간 다이버시티(time diversity) 기술은 도플러 확산(Doppler spread) 채널에서 사용 된다. 이 방식은 저속 도플러 채널에서는 이용이 힘들다.

지연 확산이 작은 실내 채널과 저속 도플러 채널인 보행자 채널에서는 페이딩을 극복하기 위해 공간 다이버시티가 사용 된다. 공간 다이버시티는 두 개 이상의 안테나를 이용하는 방식이다. 한 안테나에 의해 전달된 신호가 페이딩으로 인해 줄어들 경우, 다른 안테나의 신호를 이용해 수신하는 방법이다.

공간 방식 안테나 다이버시티는 수신 안테나를 이용하는 수신 안테나 다이버시티와 전송 안테나를 이용하는 전송 안테나 다이버시티로 나뉜다. 이동 단말기(또는 이동국이라 한다)의 경우 면적과 비용 측면에서 수신 안테나 다이버시티를 설치하기 힘들기 때문에, 기지국 전송 안테나 다이버시티 사용이 권장된다.

전송 안테나 다이버시티에는 이동 단말기로부터 다운 링크(downlink)채널 정보를 피드백 받아 동작하는 폐루프(closed loop)전송 다이버시티와 피드백이 없는 개루프(open loop)전송 다이버시티가 있다. L개의 안테나를 이용하는 경우 폐루프 전송 다이버시티는 개루프 전송 다이버시티에 비해 신호대 잡음 및 간섭비(SINR)측면에서 L배 이득이 있다.

채널 정보를 피드백 받아 동작하는 페루프 전송 다이버시티의 성능은 피드백 주기에 영향을 받는다. 피드백 주기가 길면 피드백 정보가 이동 단말기로 오기 전에 채널이 변하게 되어 성능이 떨어진다. 빠르게 변하는 채널을 추적하기 위해 단위 시간당 많은 정보를 피드백하면 업 링크(uplink)용량이 떨어진다.

전송 안테나 다이버시티는 다이버시티 결합 모드에 따라 최고 비율 결합 (Maximal Ratio Combine;MRC)모드, 동등 이득 결합(Equal Gain Combine;EGC)모드 그리고 선택 결합(Selective Combine;SC)모드로 분류된다. 동등 이득 결합(EGC) 모드는 최고 비율 결합(MRC)모드와 달리 두 안테나간 이득 차이를 고려하지 않아 약간 성능이 열화된다.

선택 결합(SC)은 가장 이득이 높은 안테나의 신호를 선택하는 방법이다. 다중 경로를 통해 신호가 들어오는 경우, 다중 전송 안테나의 최적 가중치를 결정하는 것은 전송 안테나 수가 많아 질수록 복잡해 진다. 가중치 피드백 주기마다 한번씩 계산해 시간적 여유가 있지만 하드 웨어 측면과 전력효율 측면에서 더욱 간단한 가중치(weight)결정 알고리즘이 필요하다.

미국 특허번호 5,634,199 와 미국 특허번호 5471647는 전송 다이버시티를 피드백 모드로 사용하는 것에 대한 특허이다. 이들 특허는 퍼터베이션 알고리즘 (Perturbation algorithm)과 게인(gain)메트릭스를 이용한 채널 측정 및 피드백 방식을 제안하고 있으나, 이 방법은 블라인드 방식으로, 본 특허가 제안하는 방법보다 수렴 속도가 느리고 정확한 가중치를 찾기가 힘들어 파일럿이 있는 시스템에서 잘 사용하지 않는다.

모토롤라는 양자화된 가중치 벡터 룩업테이블(lookup table)을 사용하는 아이젠 방식(Eigen method)로 최적의 채널을 찾는 것을 제안했다. 피드백할 채널 정보라면 양자화 되어야 한다. 가중치를 구하는 단계에서 양자화를 고려함으로 계산량을 줄인다.

이 방법은 다중 경로와 안테나 경로에 의해 들어온 채널로 채널 메트릭스의 코릴레이션(correlation)메트릭스를 구하고, 이의 최대 아이젠 벨류(Eigen value)에 해당하는 아이젠 벡터가 최적 가중치 벡터라는 이론을 근거로 한다. 최적 가중치 벡터는 룩업테이블에 저장되어 있는 모든 가중치 벡터를 한번씩 대입해서 수신 파워를 가장 크게 하는 것으로 설정한다. 이 방법은 모든 가중치에 대해 수신 파워를 계산해야 하기때문에 안테나가 많을 경우 계산량이 크게 증가한다.

상기 퍼터베이션 알고리즘(Perturbation algorithm)과 게인(gain) 메트릭스를 이용한 채널 측정 및 피드백 방식은 수렴 속도가 느리고 정확한 가중치를 찾기가 힘들어 파일럿이 있는 시스템에서 잘 사용하지 않는다.

또한, 룩업테이블을 사용하는 방법은 모든 가중치에 대해 수신 파워를 계산해야 하기때문에 안테나가 많을 경우 계산량이 크게 증가하는 문제점을 지닌다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

본 발명의 목적은 이동 단말기의 성능을 높이기 위한 전송 안테나 다이버시티의 가중치 계산량을 줄여 이동국의 파워 손실을 최소화하는 장치 및 방법을 제공하는 것이다.

발명의 구성 및 작용

상기 발명이 이루고자하는 기술적과제를 달성하기 위한 본 발명은 기지국에서 페루프 전송 안테나 다이버시티 기술을 이용하는 이동통신 시스템의 이동단말기에 있어서, 상기 기지국의 신호에 응답하여 다중 경로의 채널로 분리하여 채널 메트릭스 신호를 출력하는 채널 분리부; 가중치를 고정소수점 방식으로 인코딩하여 가중치 벡터 메트릭스 신호를 출력하는 가중치 벡터 집합 생성부; 상기 채널 메트릭스 신호와 상기 가중치 벡터 메트릭스 신호에 응답하여 최적의 가중치를 출력하는 가중치 벡터 결정부; 및 상기 최적의 가중치 신호를 상기 기지국으로 피드백하기 위한 신호를 출력하는 최적 가중치 피드백부를 포함하는 것을 특징으로하는 최적 가중치 탐색 장치이다.

한편, 다른 기술적 과제를 달성하기 위한 본 발명은 기지국에서 페루프 전송 안테나 다이버시티 기술을 이용하는 이동 통신 시스템의 이동단말기의 최적 가중치 탐색 방법에 있어서, (a) 상기 기지국의 신호에 응답하여 다중 경로의 채널로 분리하여 채널 매트릭스 신호를 출력하는 단계; (b) 가중치를 고정소수점 방식으로 인코딩하여 가중치 벡터 매트릭스 신호를 출력하는 단계; (c) 상기 채널 매트릭스 신호와 상기 가중치 벡터 매트릭스 신호에 응답하여 최적의 가중치를 출력하는 단계; 및 (d) 상기 최적의 가중치 신호를 상기 기지국으로 피드백하기 위한 신호를 출력하는 단계를 포함하는 것을 특징으로하는 최적 가중치 탐색 방법이다.

본 발명과 본 발명의 동작상의 이점 및 본 발명의 실시에 의하여 달성되는 목적을 충분히 이해하기 위해서는 본 발명의 바람직한 실시예를 예시하는 첨부 도면 및 첨부 도면에 기재된 내용을 참조하여야만 한다.

이하, 첨부한 도면을 참조하여 본 발명의 바람직한 실시예를 설명함으로써, 본 발명을 상세히 설명한다. 각 도면에 대하여 동일한 참조부호는 동일한 부재임을 나타낸다.

우선, 본 발명의 동작원리를 보면 다음과 같다. 전송 안테나 다이버시티의 가중치는 이동단말기에서 구해 기지국으로 보낸다. 최적의 가중치는 수신 신호대 잡음 및 간섭비(SINR)을 최대화하는 가중치이다. i번 사용자의 수신 채널을 H_i 라 두면 수신 SINR은 다음과 같다.

수학식 1

$$SINR^*(i) = \frac{(w_i^H H_i^H H_i w_i P_i^T)}{(\sum_{j=1, j \neq i}^I w_j^H H_j^H H_j w_j P_j^T)}$$

여기서, $i=1,2,\dots,I$

단, H_i 와 w_i 는 각각 i번 사용자의 채널 매트릭스와 가중치 벡터이다. I는 사용자 수이다. P_i^T 는 i번 사용자의 전송 파워이다. 계산량을 줄이기 위해 사용자에게 상관없이 간섭이 일정하다고 가정하면, 수신 SINR을 최대화하는 것은 수신 파워를 최대화하는 것으로 변경된다. 어떤 사용자의 수신 파워 레지스터 값(P)는 수학식 2와 같다.

수학식 2

$$P = w^H H^H H w$$

사용자에 따른 간섭량이 동일하다는 가정하에 사용자 인덱스는 생략한다. 피드백을 위해 가중치를 고정 소수점방식(fixed point)으로 인코딩하면 일정한 가중치 벡터 코드북 매트릭스 C_w 를 얻는다. 상기 $C_w = [w_1, w_2, \dots, w_K]^T$ 이고 K는 가중치 벡터가 가지는 최대 경우의 수이다. $w_k = [w_k(1), w_k(2), \dots, w_k(L)]^T$ 이고 $w_k(L)$ 은 I번째 안테나를 위한 가중치이다. L은 안테나 수이다.

상기 안테나 수(L)이 4이고 $w_k(1)=1, \forall k$ 로 고정시키면, $w_k(1)$ 은 $\{1, -1\}$ 중의 하나일 경우 최대 경우의 수 $K=2^{L-1}=8$ 이 된다. N은 각 가중치의 변화 가능 횟수이다. 이 경우 코드 북은 수학식 3과 같다.

수학식 3

$$C_w \mid_{L=4, K=8} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ - & 4 & - & & & & & \end{bmatrix}$$

와 같다.

일반적인 방법으로 수신 파워 $P_k = w_k^H R w_k$ 를 구하기 위한 곱셈 계산량은 $O(L^2+L)$ 이다. 코릴레이션 매트릭스 $R = H^H H$ 이고 k 에 관계없이 반복 (iteration) 전에 결정된다.

$$P_{\max} = \max_k P_k$$

(1) For $k=1 : k$

(2) $W = C_w(:, k);$

(3) $P = w^k \times R \times w$

(4) if $P > P_{\max}$ then $k_{opt} = k, P_{\max} = P$

(5) end

상기 알고리즘을 살펴보면 다음과 같다.

(1) k 는 1로 설정한다.

(2)가중치 벡터 룩업테이블에서 k 번째 가중치 벡터를 가져온다.

(3)상기 가중치 벡터 룩업테이블에서 k 번째 가중치 벡터를 이용해 수신 파워 레지스터(P)를 구한다.

(4) 상기 수신 파워 레지스터(P)가 기존의 최대 수신 파워 (P_{\max})보다 크면 단계(5)를 수행하고, 크지 않으면 단계(6)을 수행한다.

(5) 최적 가중치 인덱스를 k 로 설정하고, 최대 수신 파워 P_{\max} 를 현재 구한 수신 파워 레지스터(P)로 대체한다.

(6) k 를 1 증가시킨다. k 가 가능성 있는 가중치 벡터 수 k 보다 크면 종료하고, 아니면 단계(2)로 간다.

이 알고리즘의 총 곱셈 계산 횟수는 전체 반복 횟수 $K = N^{L-1}$ 에 순시 곱셈 계산 횟수 L^2+L 을 곱한 $O(N^{L-1} \times (L^2+L))$ 이다.

본 발명이 제안한 알고리즘은 수신 파워 P_k 를 구하기 위한 계산량을 줄이는 것이다. 가중치 벡터 리스트에서 각 안테나 간 가중치가 서로 독립이라는 조건하에 가중치 벡터를 최소 변화 리스트(minimal changing list)로 설정하면 계산량의 차수(order)가 1 감소한다. 이 리스트에서 가중치 벡터간 차를 차분 벡터(difference vector)로 설정하면 이 벡터는 $\Delta w_k = w_k - w_{k-1}$ 와 같이 정의되고, 이 벡터는 L개 요소(element)중 1개만 제외하고 0로 구성된다. 수학식 3의 리스트를 최소 변화 리스트(minimal changing list)로 바꾸면 수학식 4와 같다.

수학식 4

$$C_w \mid_{L=4, K=8} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

상기 최소 변화 리스트는 인접한 두 벡터 사이의 변화를 최소화하는 방법이다. 최소 개수의 요소만 변화시킨다. 상기 수신 파워 P_k 를 구하는 식을 Δw_k 를 이용해 다시 고치면 수학식 5와 같다.

수학식 5

$$P_k = P_{k-1} + 2\text{Re}[\Delta w_k^H R w_{k-1}] + \Delta w_k^H R \Delta w_k$$

이 된다. 임시값 $q_k = R w_{k-1} = q_{k-1} + R \Delta w_k$ 로 정의하자. 이를 이용하면 수학식 5는

다음과 같이 된다.

수학식 6

$$P_k = P_{k-1} + 2\text{Re}[\Delta w_k^H q_{k-1}] + \Delta w_k^H \Delta q_k$$

단, $\Delta q_k = q_k - q_{k-1}$ 이다.

수학식 6은 Δw_k 벡터가 한 요소를 제외하고 모두 0라는 특성을 이용해 수학식 7과 같이 더 간단해진다.

수학식 7

$$P_k = P_{k-1} + 2\text{Re}[\Delta w_k(i_k)^* q_{k-1}(i_k)] + \Delta w_k(i_k)^* \Delta q_k(i_k)$$

단, $q_k = q_{k-1} + \Delta q_k$,

본 발명이 제안한 방식의 연산량은 $O(L+2)$ 이다. 그리고 본 발명이 제안한 방식의 경우 코드북 사이즈를 줄이기 위해 새로운 코드북을 수학적식 8과 같이 나타낸다.

수학적식 8

$$\Delta C_w = \begin{bmatrix} \Delta w_2(i_2) & \Delta w_3(i_3) & \dots & \Delta w_k(i_k) \\ i_2 & i_3 & \dots & i_k \end{bmatrix}$$

와 같이 정의한다. 코드북 사이즈는 기존 방식에 비해 약 $2/L$ 배로 줄어든다. 수학적식 4에서 정의된 코드북은 새로운 코드북으로 수학적식 9와 같이 나타낸다.

수학적식 9

$$\Delta C_w = \begin{bmatrix} -2 & -2 & -2 & -2 & -2 & -2 \\ 1 & 2 & 1 & 3 & 1 & 2 & 1 \end{bmatrix}$$

상기 수신 파워 P_k 를 최대화하는 최적의 k 를 찾는 문제이므로 P_k 는 구하지 않고 0과 같은 임의의 값으로 설정해도 무방하다.

차로 구성된 새로운 코드북을 차분(difference) 코드북이라 하자. 2개의 요소로 구성된 차분 코드북의 열 벡터는 비 이진 부호화(non-binary encoding)의 특성상 N 의 배수에 해당하는 주기로 같은 패턴이 반복된다. N 은 안테나별 가중치의 변화 가능 수이다. 임의의 열 벡터 $[\Delta w_k(i_k) \ i_k]$ 가 이전 열과 동일한 패턴인 경우, $O(N)$ 계산량에 해당하는 수학적식 9의 $\Delta q_i = R(i_i) \Delta w_k(i_k)$ 의 계산 값은 재 계산하지 않고 기존 계산 결과를 담아 놓은 룩업 테이블에서 가져온다. 이 방법을 사용하면 차분 코드북(difference code book)의 경우 전체 곱셈 계산 횟수가 $O((N^{L-1}-1) \times (L+2)) \mid_{N=2, L=4} = O(42)$ 이 $O(3 \times (L+2) + 4 \times 2) \mid_{L=4} = 26$ 으로 줄어든다.

표 1은 기존 코드북 방법과 차분 코드북 방법 그리고 상기 차분 코드북에 재 계산을 줄이기 위한 룩업 테이블을 사용한 경우의 곱셈 계산량을 비교한 것이다.

[표 1]

가중치 탐색방법	기존 코드북방법	차(Difference) 코드북방법	
		룩업테이블미사용	룩업테이블사용
계산 횟수(L=4,N=2)	160회	42회	26회

코드북의 가중치 벡터간 순서를 지을 때 최소 변화리스트를 사용하면 인접 두 벡터간 차를 나타내는 벡터의 요소 중 0이 아닌 요소 수가 최소가 되고 인접 벡터간의 변화하는 요소 수를 최소화한다. 리스트의 매 단계마다 L 개의 요소 중 한개의 요소만 변한다면 최적의 최소 변화 리스트이다. 아이젠 방법을 간단하게 풀기 위해, 본 발명의 리스트는 비 이진 그레이 부호화(non binary gray encoding)을 사용한다.

상기 비 이진 그레이 부호화는 이진 그레이 부호화를 이진수를 포함한 임의의 진수에 적용 가능하도록 확장한 것이다. 3진수의 경우, 3개의 요소로 구성된 가중치 벡터를 상기 비 이진 그레이 부호화한 최소 변화 리스트로 나타내면 수학적식 10과 같다.

수학적식 10

$$C_w = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 2 & 2 & 2 & 2 & 2 & 2 & 2 & 2 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 2 & 2 & 2 & 2 & 2 & 2 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 2 & 2 & 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 2 & 2 & 0 & 1 & 1 & 2 & 0 & 0 & 1 & 2 & 2 & 0 & 1 & 1 & 2 & 0 & 0 & 1 & 2 & 2 & 0 & 1 & 1 & 2 & 0 \end{bmatrix}$$

도 6는 본 발명의 일 실시예인 비 이진 그레이 부호화를 수행하는 알고리즘의 일 실시예이다.

이하 첨부한 도면을 참조하여 본 발명의 일 실시예를 상세히 설명 한다. 도 1은 전송 안테나 다이버시티를 이용하는 이동통신 시스템의 구성도이다. 1번 이동 단말기(11)는 최적 가중치 탐색 장치(12)를 이용해 각 안테나(15,16)로부터 들어오는 채널정보에 따른 최적 가중치를 찾는다. 찾은 가중치는 기지국으로 피드백된다. 피드백된 정보는 피드백 정보 디코딩 장치(14)에 의해 해석되어 각 안테나 (15,16)의 가중치로 사용된다.

도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 최적가중치 탐색 장치의 블록도이다. 본 발명인 이동 단말기의 최적 가중치 탐색 장치는 채널 분리부(21), 가중치 벡터 집합 생성부 (22), 가중치 벡터 결정부(23) 및 최적 가중치 피드백부(24)를 포함하여 구성된다. 상기 각 부의 설명은 별도의 도면을 참조하여 설명되어 진다.

도 2의 채널 분리부(21)은 수신 신호로부터 매트릭스 신호를 출력하는데 상기 채널 분리부(21)는 도 3을 참조로 하여 상세히 설명되어 진다. 그리고 가중치 벡터 집합 생성부(22)는 인코딩된 가중치 벡터 집합을 출력한다. 기존 방식은 가중치 벡터를 출력하고, 본 발명에 의한 방식은 가중치 벡터간 차를 출력한다. 아이젠 방법(Eigen method)를 이용한 록업 테이블방식 가중치 결정부(24)는 $L \times N$ 채널 매트릭스와 가중치 벡터 집합 생성부(22)의 출력 신호를 이용해 최적의 가중치를 출력한다. 최적 가중치 피드백부(24)는 최적의 가중치를 기지국으로 보내도록 중간 주파수 신호(IF)를 고주파 신호(RF)로 변환해 출력한다.

도 3은 도 2의 채널 분리부(21)의 블록도이다. 주파수 변환기(31)는 상기 안테나(15,16)로부터 수신되는 고주파 신호(radio frequency: RF)를 중간 주파수 신호(intermediate frequency: IF)로 변환한다. 상기 주파수 변환기(31)를 거친 신호에 응답하여 다중 경로 채널 분리기(32)는 상기 수신 신호로부터 다중경로의 채널을 분리한다. N경로의 신호로부터 분리한 채널은 N개의 요소로 구성된다. 경로가 분리된 채널정보는 다중 안테나 채널 분리기(33)에 의해 L개의 안테나 채널로 분리되어 $L \times N$ 매트릭스 신호로 출력된다.

도 4는 도 2의 가중치 벡터 집합 생성부(22)의 블록도이다. 우선 입력 장치 (41)는 각 안테나 당 변화 가능한 경우의 수(Nphase)와 안테나 수(Nelem)을 입력 받는다. 제 1설정 장치(42)는 상기 각 안테나 당 변화 가능한 경우의 수(Nphase)의 상기 안테나 수(Nelem) 지수성 값을 반복 횟수 저장 레지스터(In)에 저장할 때 $1 \times$ 상기 안테나 수 (Nelem) 출력 벡터(out)을 0으로 채운다. 그리고 상기 반복 횟수 저장 레지스터(In)와 상기 안테나 수(Nelem)의 곱인 출력 매트릭스(out_mat)의 1항을 상기 출력 벡터(out)으로 채운다. 상기 출력 매트릭스의 비 영 요소(non-zero element)인덱스(pos_mat)의 첫번째 요소를 1로 설정한다. 그리고 상기 반복 레지스터(I)는 2로 설정한다.

비교 장치(43)은 상기 반복레지스터(I)와 상기 반복 횟수 저장 레지스터(In)의 크기를 비교하여 상기 반복레지스터(I)가 상기 반복 횟수 저장 레지스터(In)보다 크면 출력 매트릭스(out_mat)와 상기 출력 매트릭스의 비 영 요소(non-zero element)인덱스(pos_mat)를 출력 장치(44)가 출력하고 작동이 종료된다. 상기 반복레지스터(I)가 상기 반복 횟수 저장 레지스터(In)보다 작은 경우에는 제 2 설정장치(45)에 의하여 상기 위치레지스터(pos)를 1로 설정하며, 또한 결과 저장 레지스터(val)를 반복레지스터(I) - 1 값으로 설정한다.

연산 장치(46)는 상기 결과 저장 레지스터(val)를 상기 각 안테나 당 변화 가능한 경우의 수 모듈러(Nphase modular) 연산한다. 상기 연산 장치의 연산 결과가 0이면 위치 레지스터(pos)를 1증가 시키고, 결과 저장 레지스터(val)를 각 안테나 당 변화 가능한 경우의 수(Nphase)로 나눈 값을 정수로 고정(fix)한 값으로 설정한다. 상기 연산 장치의 연산 결과가 0이 아니면 위치 레지스터(pos)값에 해당하는 주소의 출력 벡터(out) 값에 1을 더해 각 안테나 당 변화 가

능한 경우의 수 모듈러(Nphase modular) 연산한 결과를 위치 레지스터(pos) 값에 해당하는 주소의 출력 벡터(out) 값으로 한다. 출력 매트릭스(out_mat) 레지스터의 다음 항 값을 출력 벡터(out) 레지스터로 한다. 반복 레지스터(I) 값에 해당하는 값을 1증가 시키고 비교 장치(43)으로 보내 상기의 동작을 수행한다.

도 5는 도 2의 가중치 벡터 결정부(23)의 블록도이다. 우선 코드북 생성장치 (51)은 베이스 그레이(Basegray()) 함수로부터 조합 가능한 코드북 벡터 정보를 가져온 뒤 코드북 테이블(C_b)를 생성한다. 또한 코드북 테이블에서 인접 벡터간 차로 구성된 차분(difference) 코드북 테이블(ΔC_b)를 생성한다.

설정 장치(52)는 상기 코드북 테이블에서 초기 가중치 벡터(w_1)을 가져오고, 채널 매트릭스의 코릴레이션 매트릭스(R)와 상기 초기 가중치 벡터(w_1)을 곱한 값(Rw)를 생성한다. 그리고 최대 수신 파워(P_{max})는 0으로, 최대 수신 신호 인덱스(I_{max})는 1로 설정하며, 반복(Iteration) 레지스터(I)는 2로, 순시파워 레지스터(P)는 0로 설정한다.

제 1비교 장치(53)는 상기 반복 레지스터(I)와 1을 비교하여 상기 반복 레지스터(I)가 1보다 같거나 작으면, 상기 반복 레지스터(I) 값에 해당되는 주소에 있는 차분 코드북 테이블의 차 가중치 벡터를 제1 레지스터(dw_s)로 가져오며, 상기 반복 레지스터(I) 값에 해당되는 주소에 있는 차 가중치 벡터 인덱스를 위치 레지스터 (pos)로 가져 온다. 그리고 채널 코릴레이션 매트릭스에서 상기 위치 레지스터 값에 해당되는 주소에 있는 벡터와 상기 제 1레지스터(dw_s)를 곱해 제 2레지스터 (Rdw)에 저장한다. 또한 제 1 레지스터(dw_s)의 공액값과 제 3레지스터(Rw) 벡터의 곱에서 실수에 해당하는 두 배를 계산하여 제 4레지스터 (Re2_dwhRw1)저장한다. 그리고 제 5 레지스터(Rx) 벡터와 제 2 레지스터 (Rdw) 벡터를 더해 제 5레지스터(Rw) 벡터에 저장한다. 또한 기존 수신 파워 레지스터(P)에 제4 레지스터(Re2_dwhRw1)와 제 1 레지스터의 공액과 제 2 레지스터(Rdw) 벡터의 상기 위치 레지스터(pos) 값에 해당되는 주소에 있는 요소를 곱한 결과를 더해 수신 파워 레지스터(P)에 저장 하며, 상기 반복 레지스터(I)가 1보다 크면 비교를 종료하고, 출력 장치(54)에 의하여 최대 수신 파워 인덱스 (I_{max})를 출력한다.

제 2 비교장치(56)은 상기 수신 파워 레지스터(P)와 최대 수신 파워(P_{max})를 비교하여 상기 수신 파워 레지스터(P)가 최대 수신 파워(P_{max}) 보다 큰 경우에는, 최대 수신 파워(P_{max})를 수신 파워 레지스터(P)로 대체하고, 최대 수신 파워 인덱스(I_{max})를 반복 레지스터 (I)로 대체한다. 반대로 상기 수신 파워 레지스터 (P)가 최대 수신 파워(P_{max})보다 같거나 작은 경우에는 상기 반복 레지스터(I)를 1 증가한 후 당해 동작을 중단하고 출력 장치(54)에 의하여 최대 수신 파워 인덱스 (I_{max})를 출력한다.

도 6은 2도의 가중치 벡터 집합 생성부(22)의 비 이진 그레이 부호화를 수행하는 알고리즘의 일 실시예이다. 이 알고리즘은 가중치 벡터 집합 생성부(22)에서 사용된다. 우선 601단계는 각 안테나 당 변화 가능한 경우의 수(Nphase)와 안테나 수(Nelem)을 입력 받는다.

602단계는 각 안테나 당 변화 가능한 경우의 수(Nphase)의 상기 안테나 수 (Nelem) 지수성 값을 반복 횟수 저장 레지스터(In)에 저장할 때 $1 \times$ 상기 안테나 수 (Nelem) 출력 벡터(out)을 0으로 채운다. 반복 횟수 저장 레지스터(In)와 상기 안테나 수(Nelem)의 곱인 출력 매트릭스(out_mat)의 1항을 상기 출력 벡터(out)으로 채운다. 상기 출력 매트릭스의 비 영 요소(non-zero element)인덱스(pos_mat)의 첫번째 요소를 1로 설정한다. 그리고 상기 반복 레지스터(I)는 2로 설정한다.

603단계는 상기 반복레지스터(I)가 상기 반복 횟수 저장 레지스터(In) 보다 큰 경우에는 609단계로 수행되며, 상기 반복레지스터(I)가 상기 반복 횟수 저장 레지스터(In)보다 같거나 작은 경우에는 607단계를 수행한다. 607단계에서는 출력 매트릭스(out_mat)와 출력 매트릭스의 비 영 요소(non-zero element)인덱스(pos_mat)를 출력하고, 동작을 종료한다. 609단계에서는 상기 위치레지스터(pos)를 1로 설정 한다. 결과 저장 레지스터(val)를 반복레지스터(I) - 1 값으로 설정한다.

611단계에서는 결과 저장 레지스터(val)를 각 안테나 당 변화 가능한 경우의 수 모듈러(Nphase modular) 연산한 결과가 0이면 613단계를 수행하고, 0이 아니면 615단계를 수행한다. 그리고 613단계는 위치 레지스터(pos)를 1증가시킨다. 결과 저장 레지스터(val)를 각 안테나 당 변화 가능한 경우의 수(Nphase)로 나눈 값을 정수로 고정(fix)한 값으로 설정한다.

615단계는 위치 레지스터(pos) 값에 해당하는 주소의 출력 벡터(out) 값에 1을 더해 각 안테나 당 변화 가능한 경우의 수 모듈러(Nphase modular) 연산한 결과를 위치 레지스터(pos) 값에 해당하는 주소의 출력 벡터(out) 값으로 한다. 출력 매트릭스(out_mat) 레지스터의 다음 항 값을 출력 벡터(out) 레지스터로 한다. 반복 레지스터(I) 값에 해당하는 값을 1증가시킨다. 그리고 605단계로 가서 다음 연산을 수행한다.

도 7은 2도의 가중치 벡터 결정부(23)의 록업 테이블 방식의 아이젠 방법의 알고리즘의 일 실시예이다. 먼저 701단계는 이 알고리즘을 위한 준비 단계이다. 베이스 그레이 (Basegray()) 함수로부터 조합 가능한 코드북 벡터 정보를 가져온 뒤 코드북 테이블(C_w)를 생성한다. 코드북 테이블에서 인접 벡터간 차로 구성된 차분(difference) 코드북 테이블(ΔC_w)를 생성한다.

702단계는 상기 코드북 테이블에서 초기 가중치 벡터(w_1)을 가져온다. 채널 매트릭스의 코릴레이션 매트릭스(R)과 상기 초기 가중치 벡터(w_1)을 곱한 값(Rw)를 생성한다. 최대 수신 파워(P_{max})는 0으로, 최대 수신신호 인덱스(I_{max})는 1로 설정한다. 반복(Iteration) 레지스터(I)는 2로 순시파워 레지스터(P)는 0로 설정한다.

703단계에서 상기 반복 레지스터(I)가 1보다 같거나 작으면 709단계를 수행하며, 상기 반복 레지스터(I)가 1보다 크면 707단계를 수행한다. 상기 707단계는 상기의 알고리즘을 종료하고, 최대 수신 파워 인덱스(I_{max})를 출력한다.

709단계는 상기 반복 레지스터(I) 값에 해당되는 주소에 있는 차분 코드북 테이블의 차 가중치 벡터를 제1 레지스터(dw_s)로 가져온다. 상기 반복 레지스터(I) 값에 해당되는 주소에 있는 차 가중치 벡터 인덱스를 위치 레지스터(pos)로 가져 온다. 채널 코릴레이션 매트릭스에서 상기 위치 레지스터 값에 해당되는 주소에 있는 벡터와 상기 제 1레지스터(dw_s)를 곱해 제 2레지스터(Rdw)에 저장한다. 제 1 레지스터(dw_s)의 공액(conjugate)값과 제 3레지스터(Rw) 벡터의 곱에서 실수에 해당하는 두 배를 계산하여 제 4 레지스터(Re2_dwhRw1)저장한다. 제 5 레지스터(Rx) 벡터와 제 2 레지스터(Rdw) 벡터를 더해 제 5 레지스터(Rw) 벡터에 저장한다. 기존 수신 파워 레지스터(P)에 제4 레지스터(Re2_dwhRw1)와 제 1 레지스터의 공액과 제 2 레지스터(Rdw) 벡터의 상기 위치 레지스터(pos) 값에 해당되는 주소에 있는 요소를 곱한 결과를 더해 수신 파워 레지스터(P)에 저장한다.

711단계는 상기 수신 파워 레지스터(P)가 최대 수신 파워(P_{max})보다 큰 경우에는 713단계를 수행하고, 상기 수신 파워 레지스터(P)가 최대 수신 파워(P_{max})보다 같거나 작은 경우에는 715단계를 수행한다. 713단계는 최대 수신 파워(P_{max})를 수신 파워 레지스터(P)로 대치한다. 최대 수신 파워 인덱스(I_{max})를 반복 레지스터(I)로 대치한다. 48단계는 상기 반복 레지스터(I)를 1 증가한다. 그리고 705단계를 수행한다.

본 발명은 도면에 도시된 일 실시예를 참고로 설명되었으나, 이는 예시적인 것에 불과하며, 본 기술 분야의 통상의 지식을 가진 자라면 이로부터 다양한 변형 및 균등한 타 실시예가 가능하다는 점을 이해할 것이다. 따라서, 본 발명의 진정한 기술적 보호범위는 첨부된 등록청구범위의 기술적 사상에 의해 정해져야 할 것이다.

발명의 효과

이동 통신을 위한 페루프 전송 다이버시티의 최적 가중치 결정 장치는 기존 가중치 결정 장치에 비해 가중치 탐색을 위한 계산이 간단하다. TI DSP TMS320C6x에서 기존 코드북 방식과 차분 (difference) 코드북 방식을 비교한 결과, 4 안테나, 4 위상의 경우에는 3/4로 줄고, 8 안테나, 2위상의 경우에는 1/3으로 준다. 재 계산회수를 줄이기 위해 룩업 테이블을 이용하는 차 코드북 방식의 경우 더욱 계산량이 준다.

전송 안테나 다이버시티의 가중치는 이동 단말기에서 구한다. 이동 단말기 에서 행해지는 계산의 복잡도를 줄이면 계산에 따른 파워 손실을 줄인다. 본 특허는 이동 단말기의 성능을 높이기 위한 전송 안테나 다이버시티의 가중치 계산량을 줄여 이동 단말기의 파워 손실을 최소화한다.

간단한 계산으로 가중치를 구하는 알고리즘을 제안함으로 이동 단말기에 사용되는 신호 처리 하드웨어 모듈을 간단화 하여 이동 단말기 제조 단가를 줄인다. 신호 처리 하드웨어로 디지털 신호 처리 프로세서(DSP)를 사용할 경우, 저 단가 저 전력 장치뿐 아니라 범용 프로세서의 처리가 가능해, 범용 소프트웨어(S/W), 하드 웨어(H/W) 톨로 시스템 구성이 가능하여 시장에 대응하는 시간(time to market)을 보다 줄인다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

기지국에서 페루프 전송 안테나 다이버시티 기술을 이용하는 이동통신 시스템의 이동단말기에 있어서,

상기 기지국의 신호에 응답하여 다중 경로의 채널로 분리하여 채널 매트릭스 신호를 출력하는 채널 분리부;

가중치를 고정소수점 방식으로 인코딩하여 가중치 벡터 매트릭스 신호를 출력하는 가중치 벡터 집합 생성부;

상기 채널 매트릭스 신호와 상기 가중치 벡터 매트릭스 신호에 응답하여 최적의 가중치를 출력하는 가중치 벡터 결정부; 및

상기 최적의 가중치 신호를 상기 기지국으로 피드백하기 위한 신호를 출력하는 최적 가중치 피드백부를 포함하는 것을 특징으로하는 최적 가중치 탐색 장치.

청구항 2.

제 1항에 있어서, 상기 채널 분리부는

상기 기지국과 이동 통신 내용을 교신하는 안테나;

상기 안테나를 통하여 수신되는 고주파 신호를 중간 주파수 신호로 변환하는 주파수 변환기;

상기 중간 주파수 신호에 응답하여 복수의 채널 정보로 분리하는 다중 경로 채널 분리기; 및

상기 복수의 채널 정보를 복수의 안테나 채널로 분리하여 상기 복수의 채널 정보와 상기 복수의 안테나 채널의 곱으로 상기 채널 매트릭스 신호로 출력하는 다중 안테나 채널 분리를 포함하는 것을 특징으로 하는 최적 가중치 탐색 장치.

청구항 3.

제 1항에 있어서, 상기 가중치 벡터는 인접한 두 벡터 사이의 변화를 최소화하는 최소 변화 리스트로 설정하는 것을 포함하는 것을 특징으로하는 최적 가중치 탐색 장치.

청구항 4.

제 1항에 있어서, 상기 가중치 벡터는 상기 최소 변화 리스트의 인접한 두 벡터 사이의 차를 표현하는 차분 최소 변화 리스트로 설정하는 것을 포함하는 것을 특징으로하는 최적 가중치 탐색 장치.

청구항 5.

제 1항에 있어서, 상기 벡터 집합 생성부는,

각 안테나 당 변화 가능한 경우의 수와 안테나 수를 입력 받는 입력장치;

상기 각 안테나 당 변화 가능한 경우의 수의 상기 안테나 수 지수성 값을 반복 횟수 저장 레지스터에 저장할 때 상기 안테나 수 출력 벡터를 0으로 채우고, 상기 반복 횟수 저장 레지스터와 상기 안테나 수의 곱인 출력 매트릭스의 1항을 상기 출력 벡터로 채우며, 상기 출력 매트릭스의 비 영 요소 인덱스의 첫번째 요소를 1로 설정하고, 상기 반복 레지스터는 2로 설정하는 제 1설정장치;

상기 반복레지스터와 상기 반복 횟수 저장 레지스터의 크기를 비교하는 비교 장치;

상기 출력 매트릭스와 상기 출력 매트릭스의 비 영 요소 인덱스를 출력하는 출력 장치;

상기 위치레지스터를 1로 설정하며, 또한 결과 저장 레지스터를 반복레지스터값에서 1을 감한 값으로 설정하는 제 2설정장치; 및

상기 결과 저장 레지스터를, 상기 각 안테나 당 변화 가능한 경우의 수 모듈러 연산하는 연산장치를 포함하는 것을 특징으로 하는 최적 가중치 탐색 장치

청구항 6.

제 1항에 있어서, 상기 가중치 벡터 결정부는,

코드북 테이블 및 차분 코드북 테이블을 생성하는 코드북 생성장치;

최대 수신 파워, 최대 수신신호 인덱스, 반복레지스터, 및 순시파워 레지스터를 일정한 값으로 설정하는 설정장치;

상기 반복 레지스터와 일정값을 비교는 제 1비교장치;

최대 수신 파워 인덱스를 출력하는 출력 장치;

차분 코드북에 의하여 가중치를 구하여 수신 파워 레지스터에 저장하는 저장 장치; 및

상기 수신 파워 레지스터와 최대 수신 파워를 비교하는 제2 비교 장치를 포함하는 것을 특징으로 하는 최적 가중치 탐색 장치

청구항 7.

제 1항에 있어서, 상기 최적의 가중치는 상기 이동 단말기의 수신 신호 대 잡음및 간섭비를 최대화하는 가중치를 포함하는 것을 특징으로하는 최적가중치 탐색장치.

청구항 8.

제 1항에 있어서, 상기 가중치 벡터 결정부는 아이젠 방법을 이용한 록업테이블 방식의 가중치를 출력하는 것을 특징으로 하는 최적가중치 탐색장치.

청구항 9.

제 1항에 있어서, 상기 인코딩은 비 이진 그레이 부호화를 포함하는 것을 특징으로 하는 최적 가중치 탐색장치.

청구항 10.

기지국에서 페루프 전송 안테나 다이버시티 기술을 이용하는 이동통신 시스템의 이동단말기의 최적 가중치 탐색 방법에 있어서,

- (a) 상기 기지국의 신호에 응답하여 다중 경로의 채널로 분리하여 채널 매트릭스 신호를 출력하는 단계;
- (b) 가중치를 고정소수점 방식으로 인코딩하여 가중치 벡터 매트릭스 신호를 출력하는 단계;
- (c) 상기 채널 매트릭스 신호와 상기 가중치 벡터 매트릭스 신호에 응답하여 최적의 가중치를 출력하는 단계; 및
- (d) 상기 최적의 가중치 신호를 상기 기지국으로 피드백하기 위한 신호를 출력하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 최적 가중치 탐색 방법.

청구항 11.

제 10항에 있어서, 상기 (a)단계는

- (11a) 상기 기지국과 이동 통신 내용을 수신하는 단계;
- (11b) 상기 (7a)단계를 통하여 수신되는 고주파 신호를 중간 주파수 신호로 변환하는 단계;
- (11c) 상기 (7b)단계의 중간 주파수 신호에 응답하여 복수의 채널 정보로 분리하는 단계; 및
- (11d) 상기 (7c)단계의 복수의 채널정보를 복수의 안테나 채널로 분리하여 상기 복수의 채널 정보와 상기 복수의 안테나 채널의 곱의 매트릭스 신호로 출력하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 최적 가중치 탐색방법.

청구항 12.

제 10항에 있어서, 상기 가중치 벡터는 인접한 두 벡터 사이의 변화를 최소로 하는 최소 변화 리스트로 설정하는 것을 포함하는 것을 특징으로 하는 최적 가중치 탐색 방법.

청구항 13.

제 10항에 있어서, 상기 가중치 벡터는 상기 최소 변화 리스트의 인접한 두 벡터 사이의 차를 표현하는 차분 최소 변화 리스트로 설정하는 것을 포함하는 것을 특징으로 하는 최적 가중치 탐색 방법.

청구항 14.

제 10항에 있어서, 상기 (b)단계는,

(14a) 각 안테나 당 변화 가능한 경우의 수와 안테나 수를 입력 받는 단계;

(14b) 상기 각 안테나 당 변화 가능한 경우의 수의 상기 안테나 수 지수성 값을 반복 횟수 저장 레지스터에 저장할 때, 상기 안테나 수 출력 벡터를 0으로 채우며, 상기 반복 횟수 저장 레지스터와 상기 안테나 수의 곱인 출력 메트릭스의 1항을 상기 출력 벡터로 채우며, 상기 출력 메트릭스의 비 영 요소 인덱스의 첫번째 요소를 1로 설정하고 상기 반복 레지스터는 2로 설정하는 단계;

(14c) 상기 반복레지스터가 상기 반복 횟수 저장 레지스터 보다 큰 경우에는 (14d)단계를 수행하고, 상기 반복 레지스터가 상기 반복 횟수 저장 레지스터보다 같거나 작은 경우에는 (14e)단계를 수행하는 단계;

(14d) 상기 출력 메트릭스와 상기 출력 메트릭스의 비 영 요소 인덱스를 출력하고, 동작을 종료하는 단계;

(14e) 상기 위치레지스터를 1로 설정 하며, 결과 저장 레지스터를 반복레지스터 - 1 값으로 설정하는 단계;

(14f) 상기 결과 저장 레지스터를 상기 각 안테나 당 변화 가능한 경우의 수 모듈러 연산한 결과가 0인 경우에는 (14g)단계를 수행하고, 0이 아닌 경우에는 (14h)단계를 수행하는 단계;

(14g) 상기 위치 레지스터를 1증가 시키며, 상기 결과 저장 레지스터를 상기 각 안테나 당 변화 가능한 경우의 수로 나누는 값을 정수로 고정한 값으로 설정하는 단계; 및

(14h) 상기 위치 레지스터값에 해당하는 주소의 출력 벡터 값에 1을 더해 상기 각 안테나 당 변화 가능한 경우의 수 모듈러 연산한 결과를 상기 위치 레지스터 값에 해당하는 주소의 출력 벡터 값으로 하며, 상기 출력 메트릭스 레지스터의 다음 항 값을 출력 벡터 레지스터로 하며, 상기 반복 레지스터 값에 해당하는 값을 1증가 시키고, 14(c) 단계로 가서 다음 연산을 수행하는 단계를 포함하는 것을 특징으로하는 최적 가중치 탐색 방법.

청구항 15.

제 10항에 있어서, 상기 (c)단계는,

(15a) 베이스 그레이함수로부터 조합 가능한 코드북 벡터 정보를 가져온 뒤 코드북 테이블을 생성한후 상기 코드북 테이블에서 인접 벡터간 차로 구성된 차분 코드북 테이블을 생성하는 단계;

(15b) 상기 코드북 테이블에서 초기 가중치 벡터를 가져온 후 채널 메트릭스의 코릴레이션 메트릭스와 상기 초기 가중치 벡터를 곱한 값을 생성하며, 최대 수신 파워는 0으로, 최대 수신신호 인덱스는 1로 설정하며, 반복 레지스터는 2로, 순서파워 레지스터는 0로 설정하는 단계;

(15c) 상기 반복 레지스터가 1보다 같거나 작으면 (15e)단계를 수행하며, 상기 반복 레지스터가 1보다 크면 (15d) 단계를 수행하는 단계;

(15d) 실행을 종료하고, 상기 최대 수신 파워 인덱스를 출력하는 단계;

(15e) 상기 반복 레지스터값에 해당되는 주소에 있는 차분 코드북 테이블의 차 가중치 벡터를 제1 레지스터로 가져 오며, 상기 반복 레지스터 값에 해당되는 주소에 있는 차 가중치 벡터 인덱스를 위치 레지스터로 가져 오며, 채널 코릴레이션 메트릭스에서 상기 위치 레지스터 값에 해당되는 주소에 있는 벡터와 상기 제 1레지스터를 곱해 제 2레지스터에 저장한다.

그리고 제 1 레지스터의 공액 값과 제 3레지스터벡터의 곱에서 실수에 해당하는 두 배를 계산하여 제 4 레지스터저장하며, 제 5레지스터 벡터와 제 2레지스터 벡터를 더해 제 5레지스터 벡터에 저장하며, 기존 수신 파워 레지스터에 제4 레지스터와 제 1 레지스터의 공액과 제 2 레지스터 벡터의 상기 위치 레지스터 값에 해당되는 주소에 있는 요소를 곱한 결과를 더해 수신 파워 레지스터에 저장하는 단계;

(15f) 상기 수신 파워 레지스터가 최대 수신 파워보다 큰 경우에는 (15g) 단계를 수행하고, 상기 수신 파워 레지스터(P)가 최대 수신 파워보다 같거나 작은 경우에는 (15h) 단계를 수행하는 단계;

(15g) 최대 수신 파워를 수신 파워 레지스터로 대치하며, 최대 수신 파워 인덱스를 반복 레지스터로 대치하는 단계; 및

(15h) 상기 반복 레지스터를 1 증가 시키고, (15c) 단계를 수행하는 단계를 포함하는 것을 특징으로하는 최적 가중치 탐색 방법.

청구항 16.

제 15항에 있어서, (15e) 단계는,

상기 반복레지스터 값에 해당하는 주소에 있는 차분 코드북 테이블의 차분 가중치 벡터를 상기 제 1 레지스터로 가져오며, 상기 반복레지스터 값에 해당하는 주소에 있는 차분 코드북 테이블의 가중치 벡터 인덱스를 상기 위치 레지스터로 가져온다.

그리고 제 1 레지스터와 위치 레지스터로 구성된 열 벡터 패턴이 이미 나온 패턴이라면 상기 제 2 레지스터에 저장해둔 결과 저장 장치의 상기 제 1 레지스터와 위치 레지스터로 구성된 열 벡터에서 상기 제 2 레지스터의 값을 가져오며, 이미 나온 패턴이 아니라면 상기 제 2 레지스터를 채널 코릴레이션 매트릭스에서 상기 위치 레지스터값에 해당하는 주소에 있는 벡터와 제 1 레지스터값을 곱한 값으로 설정한후 이 값을 상기 제 2 레지스터의 상기 계산 결과 저장장치의 주소인 상기 열벡터에 저장한다.

그리고 제 1 레지스터의 공액값과 제 3 레지스터 벡터의 곱에서 실수에 해당하는 값을 두배하여 제 4 레지스터에 저장하며, 제 5 레지스터 벡터와 제 2 레지스터 벡터를 더해 제 3 레지스터 벡터에 저장하며, 기존 수신 파워 레지스터에 제 4 레지스터와 제 1 레지스터의 공액과 제 2 레지스터 벡터의 상기 위치레지스터값에 해당되는 주소에 있는 요소를 곱한 결과를 더해 수신 파워 레지스터에 저장하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로하는 최적 가중치 탐색 방법.

청구항 17.

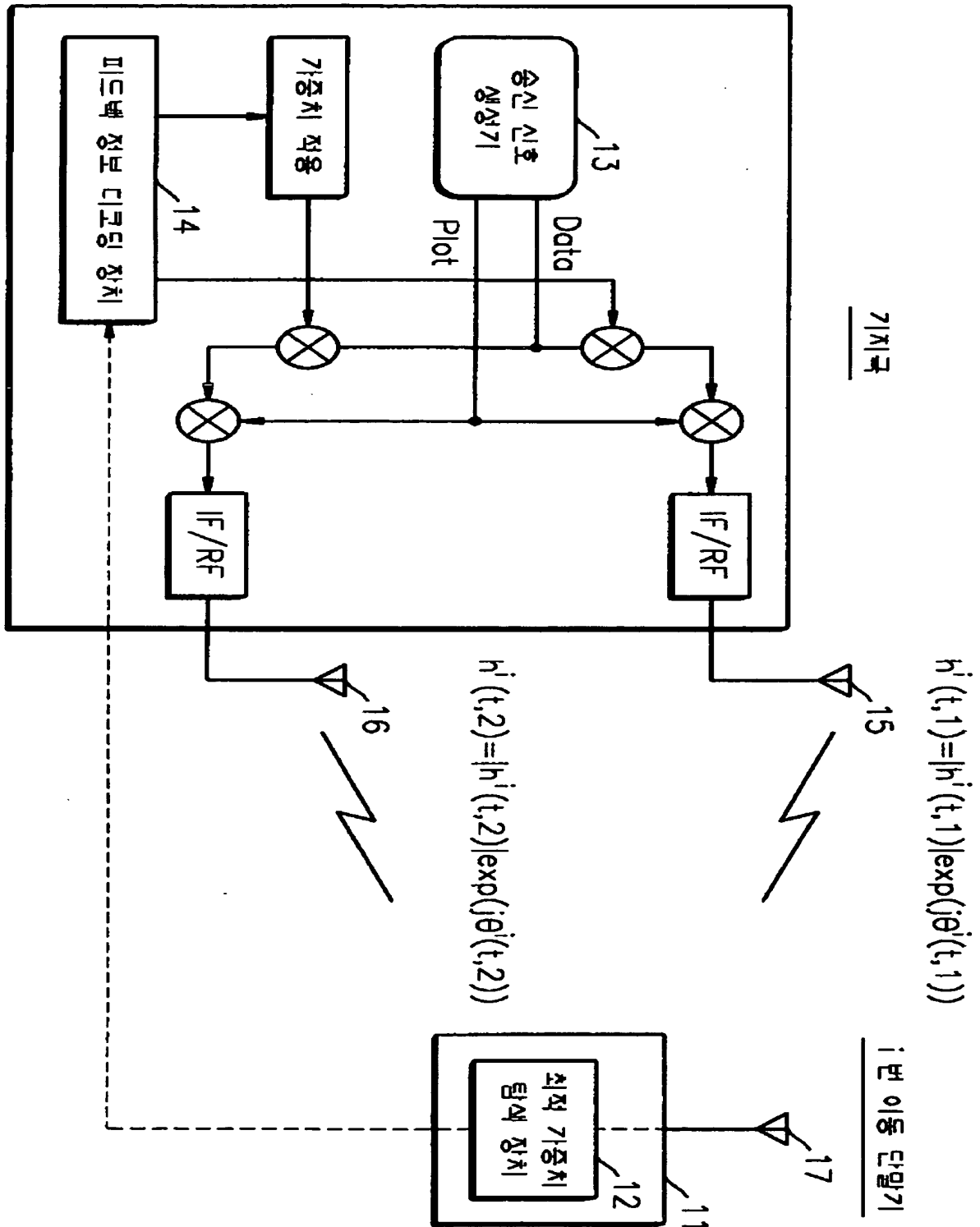
제 10항에 있어서, 상기 (b) 단계의 인코딩은 비 이진 그레이 부호화를 포함하는 것을 특징으로하는 최적 가중치 탐색 방법.

청구항 18.

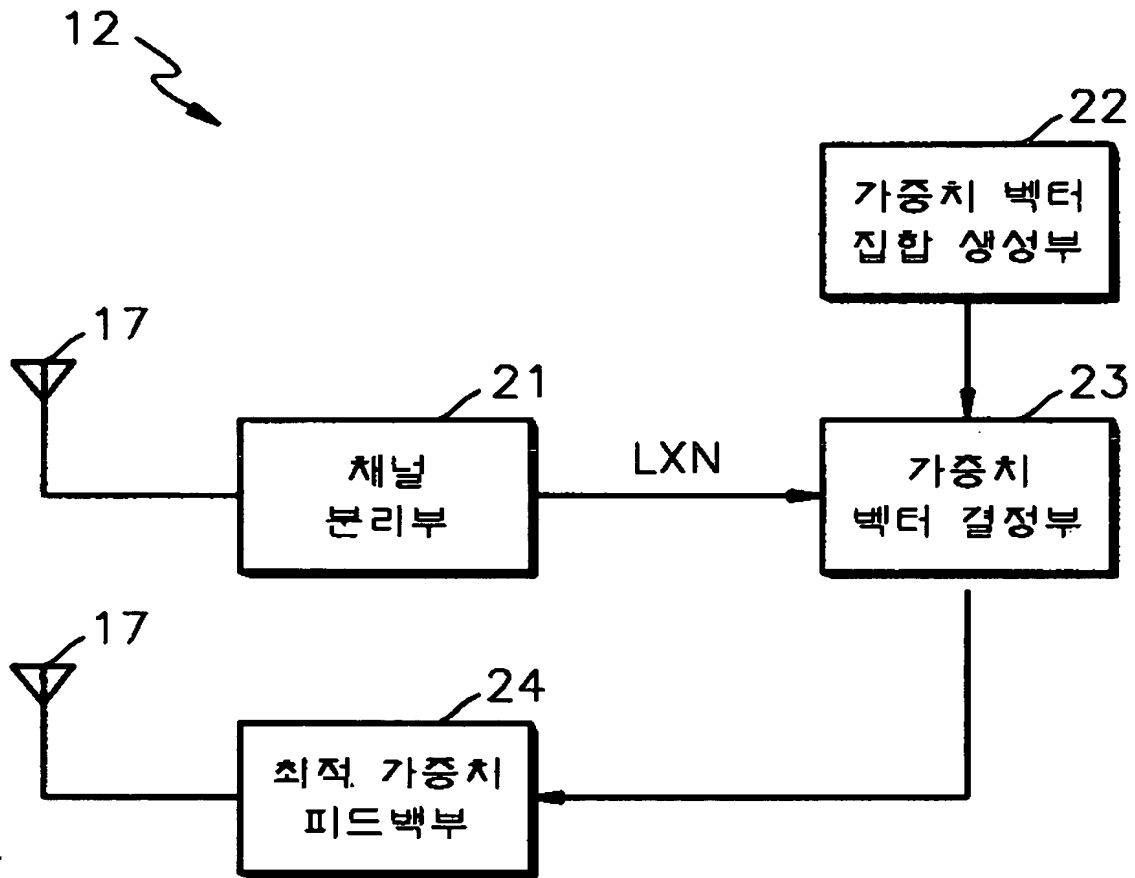
제 10항에 있어서, 상기 (c) 단계는 고유 방법을 이용한 조사표방식의 가중치를 출력하는 것을 특징으로 하는 최적가중치 탐색 방법.

도면

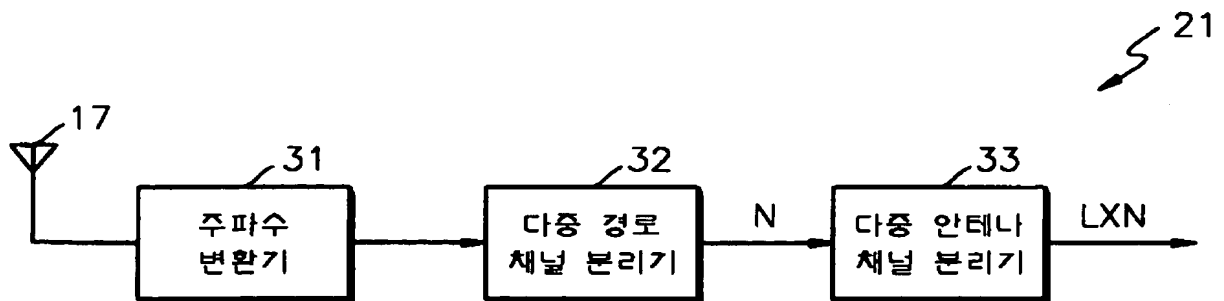
도면 1



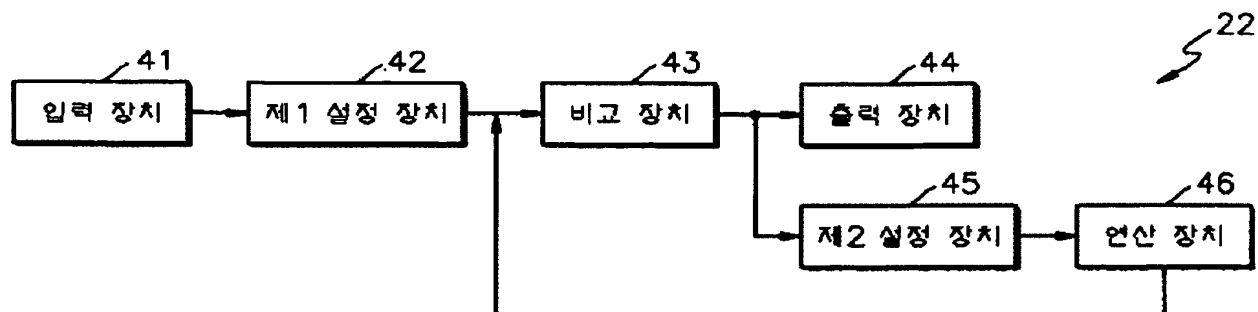
도면 2



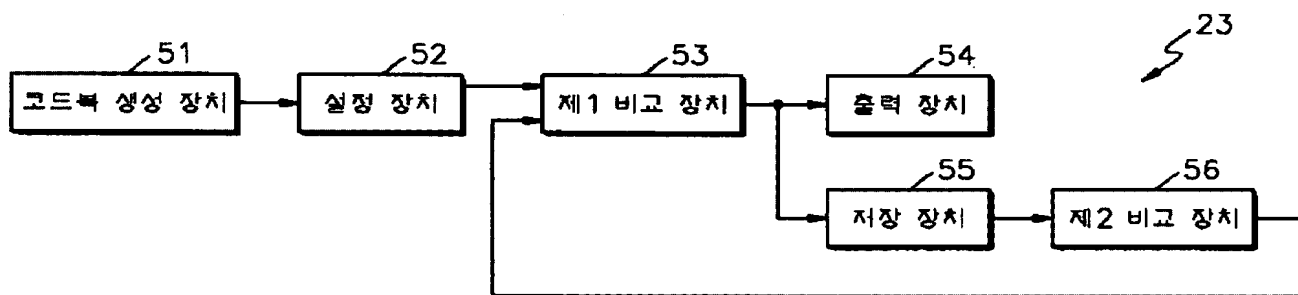
도면 3



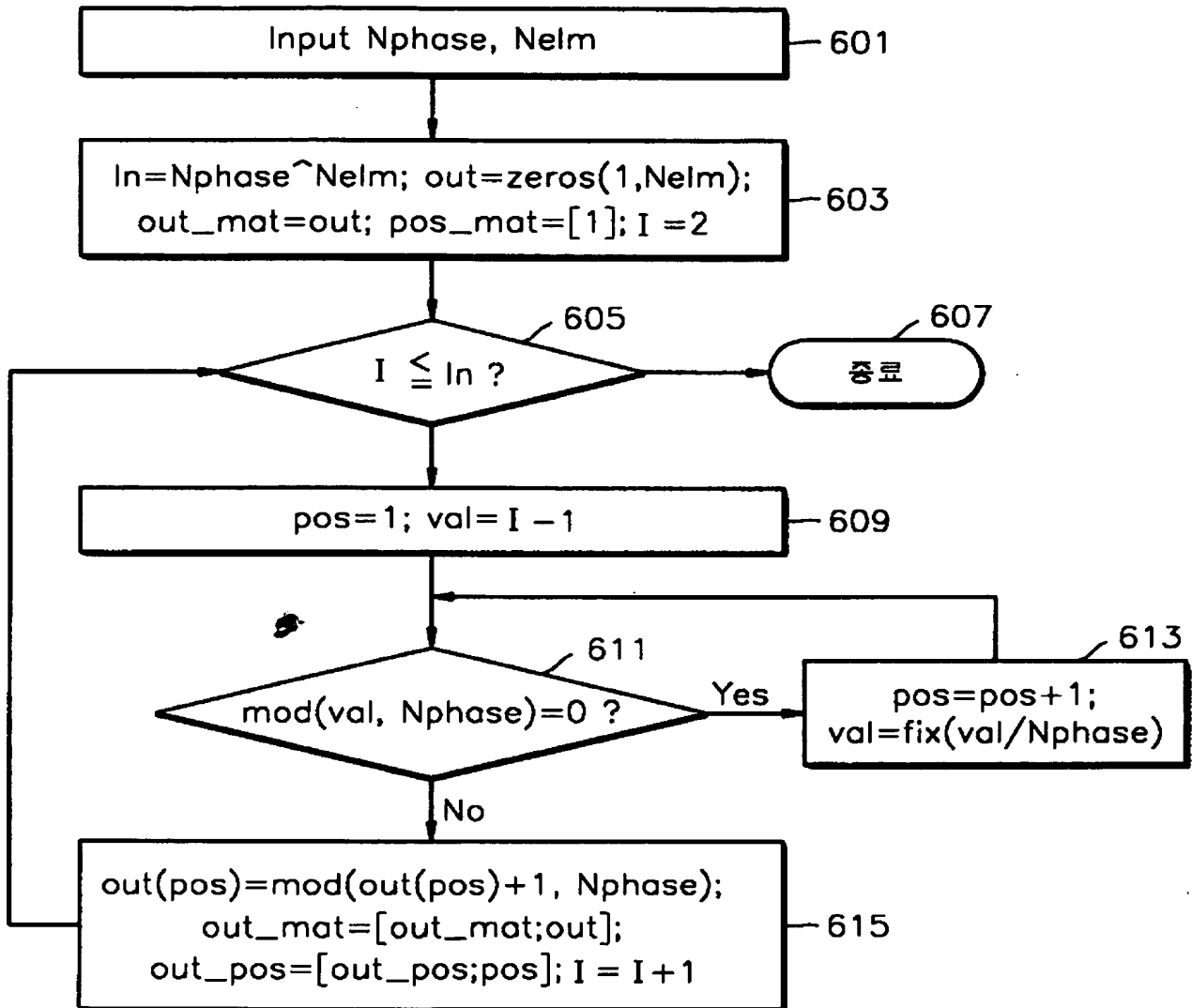
도면 4



도면 5



도면 6



도면 7

